

Ejercicio 1

Filtro con GIC

1.1 Introducción: el GIC

En el diseño de filtros, pueden existir requerimientos cuya solución más conveniente implica utilizar bobinas. Sin embargo, conseguir inductancias de valor elevado puede involucrar agregar a un circuito un componente de gran tamaño, puesto que puede hacerse necesario un gran número de vueltas, además de un núcleo magnético. A su vez, la resistencia serie de estos componentes suele ser elevada, dando lugar a comportamientos no deseados. Por otro lado, en general uno debe construir sus propias bobinas, lo cual es poco conveniente y sujeto a mayor error que simplemente adquirir capacitores y resistencias.

Si el rango de frecuencias donde se está trabajando permite utilizar amplificadores operacionales, una posible respuesta a este problema es construir un *general impedance converter*. La configuración general del mismo es la siguiente:

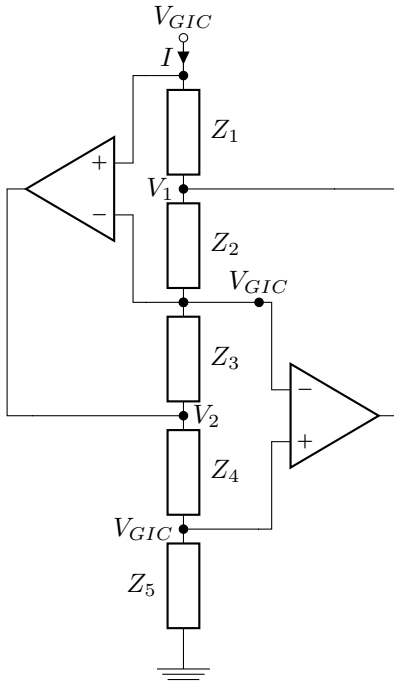


Figura 1.1: GIC genérico con *op amps* ideales

Como consideramos ideales a ambos operacionales, la tensión de entrada se encuentra replicada donde se encuentran los terminales inversores del circuito, y a su vez en la entrada no inversora del segundo operacional. Asimismo, como no hay corriente entre V^+ y V^- para ninguno de los operacionales, hay sólo tres corrientes, puesto que la corriente de Z_2 es la misma que la de Z_3 , y la de Z_4 que la de Z_5 . Quedan definidas entonces las ecuaciones:

$$\begin{cases} \frac{V_{GIC} - V_1}{Z_1} - I = 0 \\ \frac{V_{GIC} - V_1}{Z_2} + \frac{V_{GIC} - V_2}{Z_3} = 0 \\ \frac{V_{GIC} - V_2}{Z_4} + \frac{V_{GIC}}{Z_5} = 0 \end{cases}$$

Sustituyendo hacia atrás, podemos obtener la transferencia hasta la salida de cada operacional:

$$\begin{cases} \frac{V_1}{V_{GIC}} = -\frac{Z_2 \cdot Z_4}{Z_3 \cdot Z_5} \\ \frac{V_2}{V_{GIC}} = 1 + \frac{Z_4}{Z_5} \end{cases} \quad (1.1)$$

De aquí se puede despejar la impedancia de entrada del GIC, es decir $\frac{V_{GIC}}{I}$:

$$Z = \frac{Z_1 \cdot Z_3 \cdot Z_5}{Z_2 \cdot Z_4} \quad (1.2)$$

De esta forma, combinando las impedancias convenientemente, se pueden obtener impedancias de toda índole (es decir, donde el número Z puede estar teóricamente en cualquier punto del plano complejo).

1.2 Filtro a diseñar

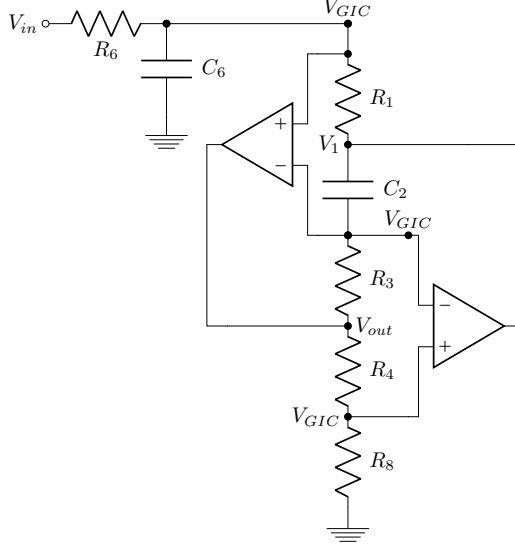


Figura 1.2: Esquema del circuito

El GIC que utilizaremos en este trabajo se obtiene con las siguientes sustituciones:

$$\begin{cases} Z_1 = R_1 \\ Z_2 = \frac{1}{s \cdot C_2} \\ Z_3 = R_3 \\ Z_4 = R_4 \\ Z_5 = R_8 \end{cases}$$

Por lo tanto, reemplazando en la ecuación (1.2) obtenemos la impedancia de este GIC:

$$Z(s) = s \cdot \frac{R_1 \cdot R_3 \cdot R_8 \cdot C_2}{R_4} \quad (1.3)$$

Entonces, con esta sección del filtro estamos emulando una bobina ideal de inductancia:

$$L_{GIC} = \frac{R_1 \cdot R_3 \cdot R_8 \cdot C_2}{R_4} \quad (1.4)$$

La salida, sin embargo, se mide dentro del GIC. Trataremos a este sistema como la combinación en cascada de dos sistemas: de V_{in} a V_{GIC} , y de V_{GIC} a V_{out} .

1.2.1 Transferencia de V_{in} a V_{GIC}

Teniendo en cuenta el resultado obtenido en la ecuación (1.3), podemos simplificar el circuito de la siguiente manera:

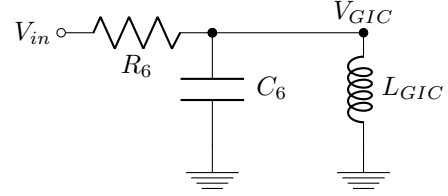


Figura 1.3: Reemplazo del GIC por su inductancia equivalente

La tensión de salida de esta sección, entonces, puede hallarse aplicando un divisor de tensión entre la impedancia de entrada desde V_{in} y del paralelo de la bobina y el capacitor. Se obtiene entonces que:

$$\frac{V_{GIC}}{V_{in}}(s) = \frac{s \cdot \frac{L_{GIC}}{R_6}}{L_{GIC}C_6 \cdot s^2 + \frac{L_{GIC}}{R_6} \cdot s + 1} \quad (1.5)$$

1.2.2 Transferencia de V_{GIC} a V_{out}

Para obtener esta transferencia, basta observar que lo que ahora llamamos V_{out} es lo que en la introducción llamamos V_2 . Por lo tanto, reemplazando los valores genéricos de la ecuación (1.1) por los particulares de este circuito, obtenemos que:

$$\frac{V_{out}}{V_{GIC}}(s) = 1 + \frac{R_4}{R_8} \quad (1.6)$$

Por lo tanto, la función transferencia del circuito se obtiene haciendo el producto de las ecuaciones (1.5) y (1.6):

$$H(s) = \left(1 + \frac{R_4}{R_8}\right) \cdot \left(\frac{s \cdot \frac{L_{GIC}}{R_6}}{L_{GIC}C_6 \cdot s^2 + \frac{L_{GIC}}{R_6} \cdot s + 1}\right) \quad (1.7)$$

Esto corresponde a un **filtro pasabanda**, definido por los siguientes parámetros:

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_{GIC}C_6}} \\ Q = R_6 \cdot \sqrt{\frac{C_6}{L_{GIC}}} \\ |H(i\omega_0)| = 1 + \frac{R_4}{R_8} \end{cases} \quad (1.8)$$

1.3 Diseño del filtro pasabanda

Las especificaciones de diseño de este filtro son:

$$\begin{cases} \omega_0 = 13,000 \text{ rad/s} & \Rightarrow f_0 = 2,079 \text{ Hz} \\ Q = 4 & \Rightarrow f_1 = 1,827 \text{ Hz} \wedge f_2 = 2,344 \text{ Hz} \end{cases} \quad (1.9)$$

El parámetro $|H(i\omega_0)|$ no está definido a priori. Sin embargo, se debe tener presente que el mismo corresponde a la salida de un *op amp* en la frecuencia en la cual más crítico es que el circuito funcione correctamente. Por lo tanto, sería poco práctico tener una gran ganancia en este punto, puesto que esto limitaría mucho el rango de tensiones de entrada admisibles, ya que si bien en esta frecuencia el *slew rate* no debería ser un problema, no ocurre lo mismo con la saturación.

Para simplificar la elección de componentes, se establecen las siguientes relaciones entre los mismos:

$$\begin{cases} R_1 = R_3 = R_4 = R_8 = R \\ R_6 = Q \cdot R = 4 \cdot R \\ C_2 = C_6 = C \end{cases} \quad (1.10)$$

Reemplazando en (1.8), se obtiene que:

$$\begin{cases} \omega_0 = \frac{1}{RC} \\ Q = 4 \\ |H(i\omega_0)| = 2 \end{cases} \quad (1.11)$$

Resulta entonces que, si se respeta el criterio establecido en (1.10), sólo queda elegir R de tal manera que los valores de $R_6 = 4 \cdot R$ y $C = \frac{1}{13,000 \text{ rad/s} \cdot R}$ puedan obtenerse con el

menor error posible con valores comerciales y estén en un rango razonable de valores.

Para definir dicho rango de valores, se tomará el siguiente criterio:

- R_6 se encuentra en serie con la entrada del circuito, y por lo tanto se establecerá entre ella y la resistencia interna del generador un divisor de tensión, cuyos efectos serán despreciables sólo si $R_6 \gg R_G = 50\Omega$. Por lo tanto, R_6 debe ser al menos del orden de los $k\Omega$
- Puesto que el ruido térmico es proporcional a la resistencia, no se utilizarán resistencias del orden de los $M\Omega$.
- Las capacidades deben ser mucho mayores a las que introducen las puntas del osciloscopio al medir, que son de alrededor de $100pF$ si se utilizan en $\times 1$. Por ende, requeriremos que C sea mayor a $10nF$, de forma que sea al menos 100 veces mayor que la del osciloscopio.

1.3.1 Función de R_6

Si consideramos la simplificación del circuito utilizada en la figura (1.3), R_6 es una resistencia serie en un circuito resonante. Como tal, su valor no influye en la frecuencia de resonancia, sino que determina el factor de calidad del circuito: a medida que R_6 se hace más grande, el comportamiento del circuito se acerca más a un pasabanda ideal, es decir uno con ancho de banda tendiendo a 0. Análogamente, a medida que R_6 se hace 0, el ancho de banda crece, convirtiendo al circuito en un pasa todo.

Esto se debe a que el factor de calidad del filtro $Q =$

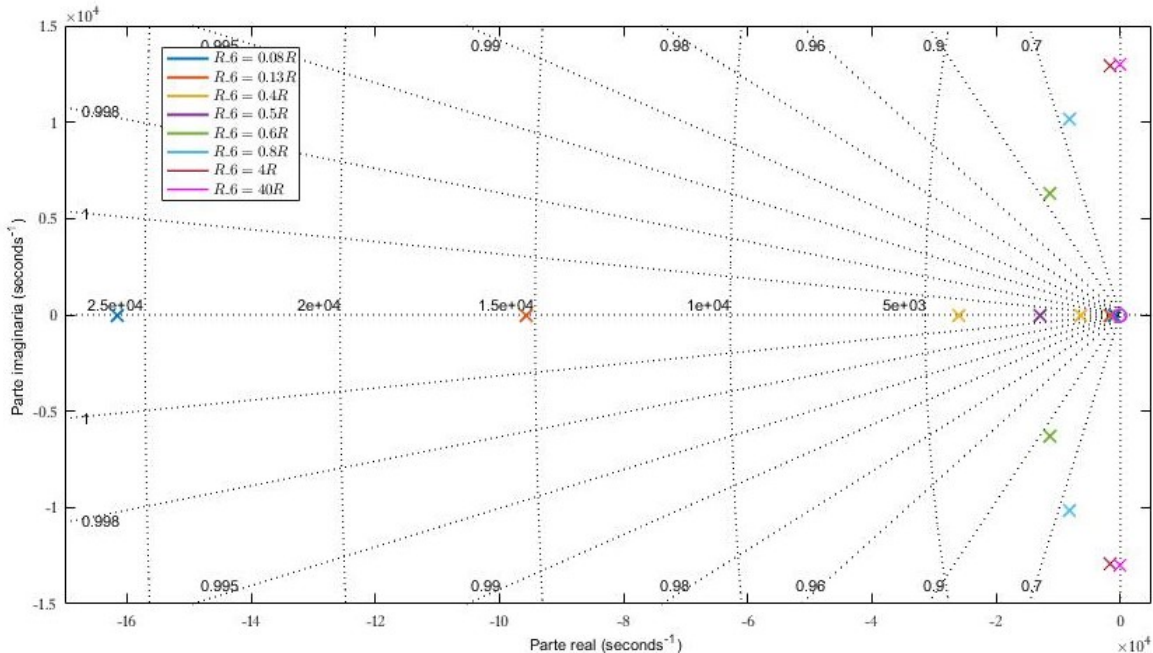


Figura 1.4: Ubicación de los polos para distintos valores de R_6

R_6/R , donde R lo consideramos constante, es inversamente proporcional a esta resistencia. Por lo tanto, para $R_6 = 0.5 \cdot R$, el circuito tiene sus dos polos superpuestos en $s = -\omega_0$. A medida que aumenta, los polos se hacen complejos conjugados, acercándose cada vez más al eje imaginario, donde se encontrarían los polos del pasabanda ideal. Si R_6 disminuye, en cambio, los polos se separan en dos reales distintos entre sí, aumentando cada vez más el ancho de banda del circuito.

Esto puede observarse en la figura (1.4). De la misma podemos concluir que la resistencia R_6 es el componente que define la selectividad del filtro.

1.3.2 Función de R_8

La resistencia R_8 establece la conexión entre los operacionales que integran el GIC y tierra. De no incluirse en el circuito, el GIC entero se comportaría como un circuito abierto, y lo mismo si se reemplazara por un cable: la impedancia total del GIC se haría 0.

Sin embargo, en este análisis no se está teniendo en cuenta las limitaciones de los operacionales. Si reemplazamos los valores genéricos de las ecuaciones (1.1) con los particulares de este GIC, podemos observar qué ocurre con la transferencia a cada operacional:

$$\begin{cases} \frac{V_1}{V_{GIC}} = -\frac{R_4}{R_8} \cdot \frac{1}{s \cdot C_2 R_3} \\ \frac{V_2}{V_{GIC}} = 1 + \frac{R_4}{R_8} \end{cases} \quad (1.12)$$

Resulta entonces que la ganancia máxima de ambos operacionales está limitada por la relación entre R_4 y R_8 . Por ende, a medida que R_4/R_8 crece, el rango de tensiones en el cual los *op amps* no saturan ni se ven limitados por el *slew rate* se hace menor.

1.3.3 Análisis de sensibilidades

Dado que no cumplir con los requisitos de diseño con un 0% de error utilizando valores comerciales de componentes *through hole* implicaría utilizar combinaciones serie o paralelo para todos los componentes, y que además cada componente tendrá asociada una tolerancia del 5% (para las resistencias) o el 10% (para los capacitores), analizaremos a continuación qué componentes son los más críticos del circuito. Utilizando la fórmula $S_x^y = \frac{x}{y} \cdot \frac{\partial y}{\partial x}$, donde S_x^y es la sensibilidad del parámetro y a cambios en x , partiendo de las relaciones obtenidas en (1.4) y (1.8), se confeccionó la siguiente tabla:

$y \backslash x$	R_1	C_2	R_3	R_4	R_8	C_6	R_6
ω_0	-1/2	-1/2	-1/2	1/2	-1/2	-1/2	0
Q	-1/2	-1/2	-1/2	1/2	-1/2	1/2	1

Tabla 1.1: Sensibilidad de ω_0 y Q a los componentes

Se puede observar que todos los componentes del GIC influyen de igual manera en los parámetros característicos del circuito, si bien los aumentos en R_4 se ven reflejados de manera inversamente proporcional cuando las demás lo hacen de manera proporcional y viceversa. Lo mismo que ocurre con estos valores ocurre con C_6 : cambios pequeños en este parámetro son un 50% menos visibles en ω_0 y Q , con lo cual por ejemplo su 10% de tolerancia puede llegar a cambiar hasta un 5% las características del filtro (en el peor caso).

El único componente que presenta otros efectos es R_6 : mientras que no incide en absoluto en la frecuencia de resonancia, es el principal factor a tener en cuenta en el factor de calidad. Por lo tanto, es crítico obtener un valor preciso para esta resistencia, dentro de lo que permite la tolerancia.

1.3.4 Elección de *op amp*

Para poder simular adecuadamente el comportamiento del circuito y así elegir los valores de componentes más apropiados, se debe definir primero qué modelo de operacional utilizaremos, de forma tal que las simulaciones sean lo más fidedignas posibles.

Debido a que este filtro debe amplificar frecuencias de alrededor de los $2kHz$ y atenuar las demás, el *bandwidth product* del operacional no es un requisito crítico: en frecuencias donde sus efectos puedan apreciarse, por ejemplo del orden de los $100kHz$, la señal debería estar atenuada más de $40dB$. Incluso si el polo del operacional afectase la respuesta en frecuencia en este punto, lo que haría sería introducir una atenuación aún mayor, y si el objetivo de un filtro pasabanda es anular estas frecuencias esto no sería un problema.

Lo mismo puede decirse del *slew rate*: en las frecuencias a partir de las cuales un *slew rate* modesto podría apreciarse, la salida está ya tan atenuada que no será observable, sobre todo considerando que con los generadores de funciones que utilizaremos no pueden entregar más de $20V_{pp}$ en la entrada. A frecuencias cercanas a la de resonancia, los operacionales saturarán antes de que el *slew rate* traiga problemas.

Por lo tanto, se eligió el operacional TL082. Si bien hay operacionales con mayor *bandwidth product* en el pañol de la universidad, como el LM833, el TL cuenta con una gran impedancia de entrada, de $10^{12}\Omega$, una corriente de *bias* de $90pA$, y una gran amplificación de $100mV/\mu V$. Esto no va en desmedro de su *slew rate*, que es de $13V/\mu s$, y su ancho

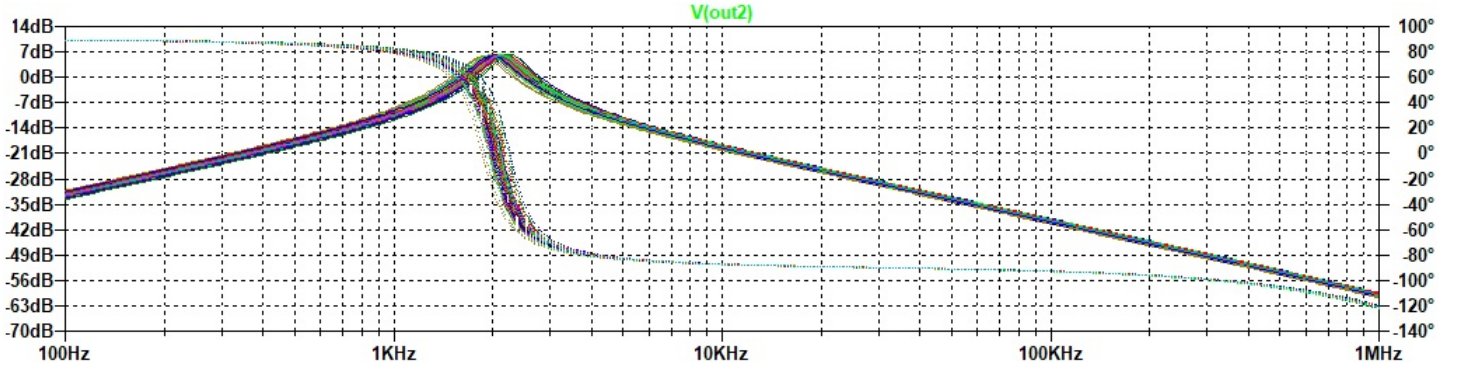


Figura 1.5: Análisis de montecarlo (resistencias 5%, capacitores 10%)

de banda de $4MHz$ es más que suficiente para el rango de frecuencias donde se va a trabajar.

1.3.5 Elección de componentes

El valor elegido para R fue $2.2k\Omega$. Los parámetros del circuito quedan determinados entonces de la siguiente manera:

	Valor ideal	Valor elegido	Error (%)
R_1	$2.2k\Omega$	$2.2k\Omega$	0
C_2	$34.965nF$	$34.878nF$	-0.25
R_3	$2.2k\Omega$	$2.2k\Omega$	0
R_4	$2.2k\Omega$	$2.2k\Omega$	0
R_8	$2.2k\Omega$	$2.2k\Omega$	0
C_6	$34.965nF$	$34.878nF$	-0.25
R_6	$8.8k\Omega$	$8.8k\Omega$	0
ω_0	$13,000rad/s$	$13,032rad/s$	0.25
Q	4	4	0

Tabla 1.2: Valores de los componentes, y ω_0 y Q resultantes

De esta forma, todas las resistencias tienen su valor teórico exacto (dejando de lado la tolerancia del componente por el momento), y sólo se requiere hacer una combinación paralelo de $12k\Omega$ con $33k\Omega$ para obtener el valor de R_6 . En cuanto a los capacitores, el valor de $34.878nF$ se obtiene al conectar en serie un capacitor de $39nF$ con uno de $330nF$. Tanto C_2 como C_6 afectan a ω_0 con una sensibilidad de $-1/2$, con lo cual sus efectos combinados sólo resultan en un 0.25% de desviación respecto de ω_0 . En cuanto al valor de Q , al ser iguales ambos capacitores sus efectos se compensan, y sólo depende de R_6 , con lo cual se obtiene de forma exacta.

Con esta selección de componentes y operacional, se efectuó un análisis de Montecarlo en *LtSpice*. De acuerdo al mismo, la tolerancia de los componentes lleva a que el rango donde se encontrará la frecuencia de corte es aproximadamente entre $1.85kHz$ y $2.3kHz$, lo cual implica un margen de error de $\pm 10\%$.

Consideramos elegir los componentes de manera tal que se gane precisión a costa de necesitar hacer más combinaciones serie o paralelo es a costa de agrega complejidad al circuito, y al fin y al cabo con la tolerancia de los componentes la diferencia sería apenas apreciable. Entonces esta elección de componentes se determinó como la definitiva.

Por lo tanto, se procedió a implementar este filtro en una PCB con los componentes indicados y el amplificador TL082. Se utilizaron resistencias de metal-film y capacitores film. A su vez, se incluyeron dos capacitores de $100nF$ multicapa de desacople: uno entre V_{CC}^+ y tierra y otro entre V_{CC}^- y tierra. Estos capacitores tienen como función compensar pequeños cambios de tensión en la alimentación del operacional, para que la misma sea más estable.

1.4 Análisis de resultados

1.4.1 Respuesta en frecuencia

Como se observa en los gráficos de la figura (1.6), la respuesta en frecuencia del circuito coincide con la que se obtiene en la simulación. Para frecuencias altas, a partir de $100kHz$, comienzan a observarse en la fase los efectos del polo del operacional, que no se tuvieron en cuenta a la hora de calcular la función transferencia. Por otro lado, la medición de magnitud a $1MHz$ discrepa de tanto la simulación como el cálculo. Esto puede deberse a que debido a la gran atenuación, la señal de salida era tan pequeña que resulta comparable con el ruido del osciloscopio, eliminando su validez. También es posible que a estas frecuencias, el comportamiento de los componentes se vea afectado por sus partes inductivas, lo cual no está contemplado en el modelo teórico ni en *Spice*.

Si consideramos que la frecuencia de resonancia del circuito es aquella donde la ganancia es máxima, la misma se determinó en $1.94kHz$, donde se amplifica la entrada $5.6dB$ con un desfase de 5° .

Se observa una pendiente de $+20dB$ por década hasta

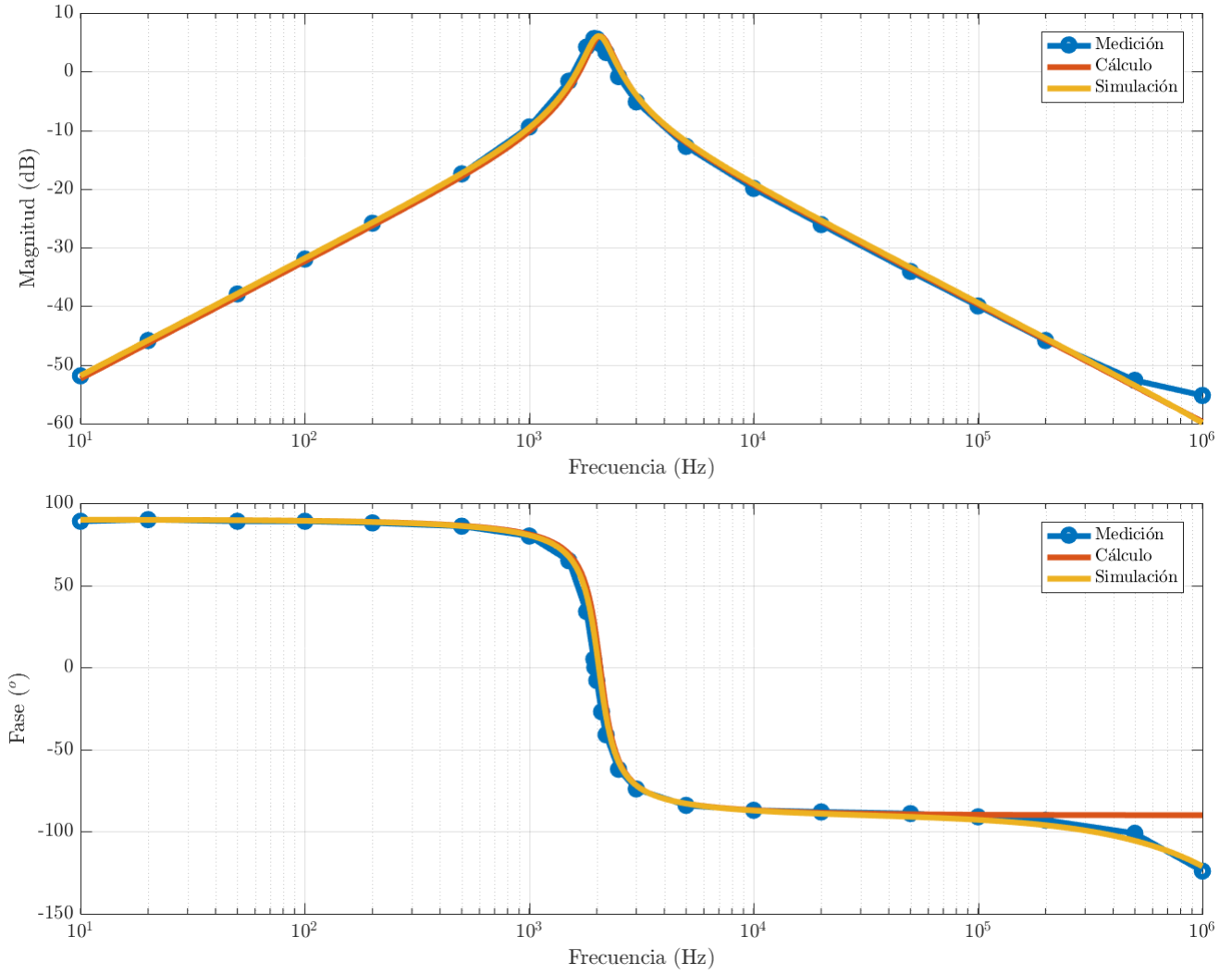


Figura 1.6: Diagrama de bode de la respuesta en frecuencia

la frecuencia de resonancia, alrededor de los $2k\Omega$, y -20dB por década a partir de la misma, con un salto de -180° en la fase: de 90° a -90° . Siendo que el factor de calidad calculado es $Q = 4$, y se observa en la medición el mismo comportamiento que en la simulación y el cálculo, se puede concluir que el filtro cumple con las prestaciones requeridas.

1.4.2 Respuesta al escalón

De lo desarrollado en la sección anterior, podríamos preguntarnos si el circuito exhibirá el comportamiento de derivador para frecuencias mucho menores que la de resonancia, y de integrador para frecuencias mucho mayores. En esos rangos, el filtro tiene la pendiente y la fase adecuada para que esto suceda. Se realizaron pues mediciones de respuesta al escalón. Para la derivada, deberíamos observar sólo el transitorio cuando la entrada tiene un salto, donde la derivada es el impulso $\delta(t)$, y en el integrador deberíamos observar una señal triangular.

Calcularemos primero analíticamente qué debería observarse a la salida. Siendo que ya contamos con la función transferencia del sistema (1.7) y que el mismo es BIBO-estable (pues la parte real de sus ceros es negativa, como se observa en el diagrama de polos (1.4)), para obtener la respuesta al escalón basta antitransformar la expresión:

$$Y(s) = H(s) \cdot \mathcal{L}\{u(t)\}(s) = \frac{H(s)}{s} \Leftrightarrow$$

$$Y(s) = \frac{\left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) \cdot \frac{L_{GIC}}{R_6}}{LC_6 \cdot s^2 + \frac{L_{GIC}}{R_6} \cdot s + 1}$$

Si reemplazamos por los parámetros de este circuito $\alpha = \frac{1}{2R_6C_6}$ (coeficiente de amortiguamiento) y $\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ (pseudofrecuencia, que es real porque los polos del sistema son complejos conjugados), entonces podemos reescribir la salida del sistema completando cuadrados y asociando como:

$$Y(s) = \frac{\left(1 + \frac{R_4}{R_8}\right) \cdot \frac{L_{GIC}}{R_6} \cdot \frac{1}{L_{GIC}C_6}}{s^2 + \frac{1}{2R_6C_6} \cdot s + \frac{1}{L_{GIC}C_6}} = \left(1 + \frac{R_4}{R_8}\right) \cdot \frac{2\alpha}{\omega_d} \cdot \left(\frac{\omega_d}{(s + \alpha)^2 + \omega_d^2}\right)$$

Recordando que $\mathcal{L}\left\{\frac{b}{(s+a)^2+b^2}\right\}(s) = e^{-at} \cdot \sin bt \cdot u(t)$, entonces por linealidad la respuesta al escalón de este circuito es:

$$y(t) = u(t) \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_8}\right) \cdot \frac{2\alpha}{\omega_d} \cdot e^{-\alpha t} \cdot \sin \omega_d t \quad (1.13)$$

Por lo tanto, el transitorio que esperaríamos observar es una oscilación modulada por una exponencial decreciente, con pseudofrecuencia $\omega_d \sim 12,930 \text{ rad/s} \sim 2,058 \text{ Hz}$ y tiempo característico $\tau = \frac{1}{\alpha} \sim 614 \mu\text{s}$. Por lo tanto, el tiempo de establecimiento de la señal debería ser de aproximadamente $6\tau \sim 3.68 \text{ ms}$, o el equivalente a ~ 7.57 pseudoperíodos.

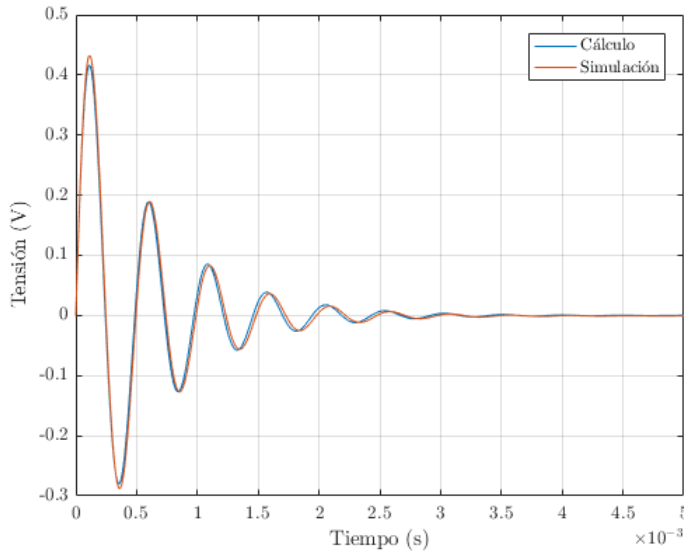


Figura 1.7: Simulación y cálculo de respuesta al escalón

La simulación en el *LtSpice* valida los cálculos realizados hasta el momento, con lo cual procederemos a comparar estos resultados con lo obtenido en las mediciones.



Figura 1.8: Respuesta a escalón de 100Hz

Esta respuesta al escalón coincide a grandes rasgos con la obtenida en la figura (1.7). Sin embargo, no llega a observarse que el sistema continúe oscilando más allá del sexto pseudoperíodo. Esto puede deberse a resistencias serie parásitas que amortigüen aún más el sistema, o puede que simplemente no sean apreciables frente al ruido del osciloscopio.

Por otro lado, respecto del comportamiento derivador, en esta frecuencia, observamos que una vez superado el régimen permanente, la señal se establece en 0V, lo cual coincide con el comportamiento esperado. Sin embargo, la duración del transitorio es del orden de la frecuencia. Para que este tiempo sea menos significativo, deberíamos trabajar en frecuencias menores, pero esto a su vez conllevaría una atenuación cada vez mayor. Por lo tanto, no sería prudente usar este circuito como derivador.

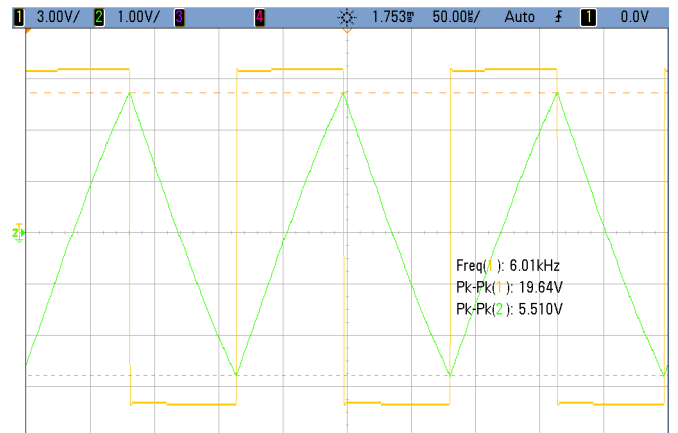


Figura 1.9: Respuesta a escalón de 6kHz

Con una frecuencia de $6 \text{ kHz} \sim 3 \cdot f_0$, en la salida ya se observa la integral de la entrada, que es lo que esperábamos observar. Recordando que la fase comienza a verse afectada por los polos del operacional a partir de los 100 kHz aproximadamente, este circuito podría usarse como integrador para señales de frecuencias entre los 6 kHz y los 100 kHz .

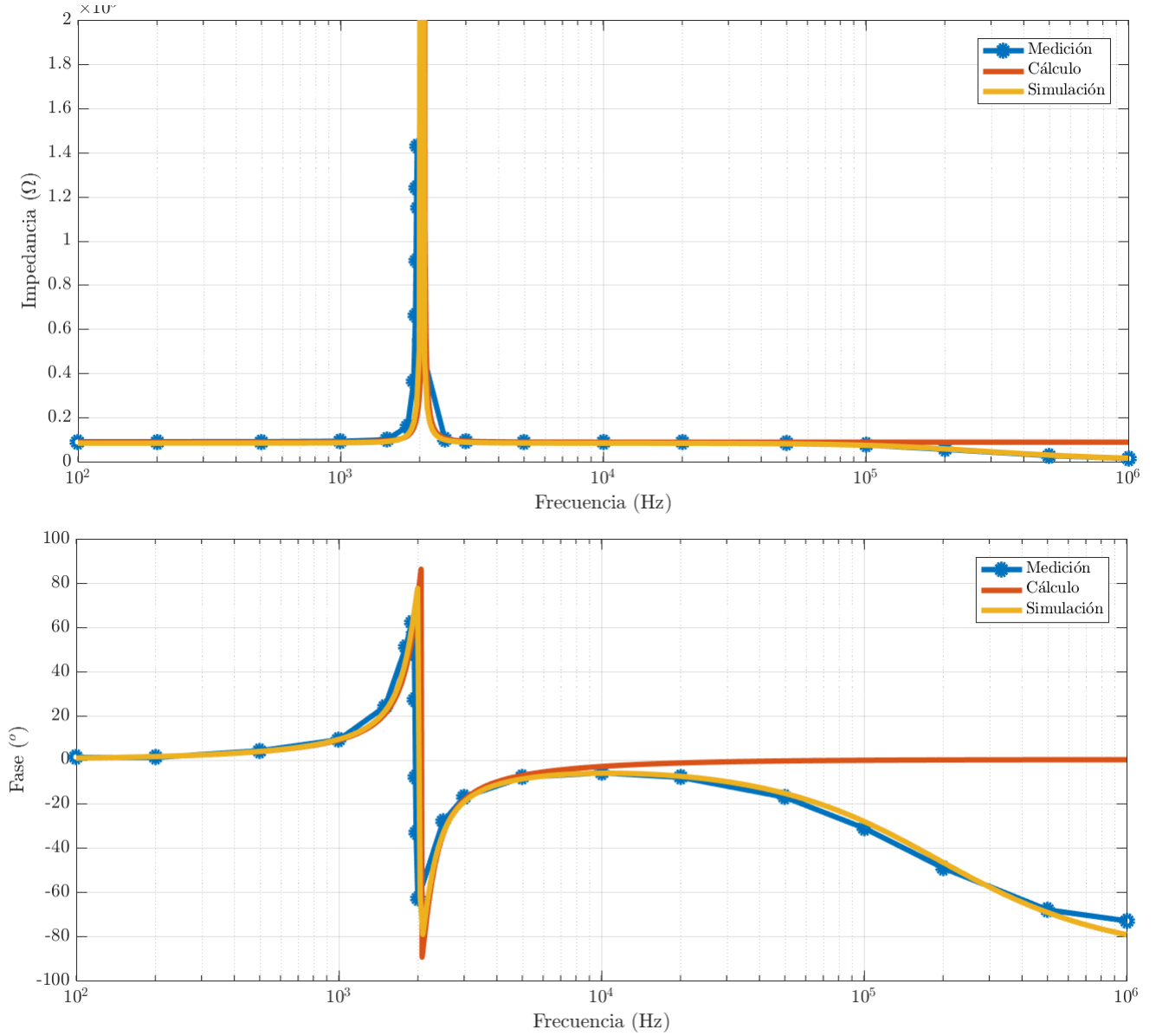


Figura 1.10: Diagrama de bode de la impedancia de entrada

1.4.3 Impedancia de entrada

Si consideramos la simplificación del GIC a una bobina de la figura (1.3), la impedancia de entrada del circuito no es más que una resistencia en serie con una bobina y un capacitor en paralelo. Operando algebraicamente la expresión de la impedancia de entrada que se obtiene es:

$$Z_{in}(s) = R_6 \cdot \left(\frac{L_{GIC}C_6 \cdot s^2 + \frac{L_{GIC}}{R_6} \cdot s + 1}{L_{GIC}C_6 \cdot s^2 + 1} \right) \quad (1.14)$$

Por lo tanto, esperaríamos que la impedancia de entrada presente un pico en la frecuencia de resonancia, donde idealmente debería tenerse impedancia infinita, y que para frecuencias mucho mayores o mucho menores se observe $Z_{in}(f) \sim R_6 = 8.8k\Omega$.

Sin embargo, como se observa en el diagrama de bode de la figura (1.10), esta expresión no es suficiente para explicar el comportamiento del circuito. Si bien mediciones y cálculo coinciden hasta los $10kHz$ la fase y $100kHz$ en la magnitud, es necesario tener en cuenta la presencia de las puntas del osciloscopio para poder tener un modelo representativo de lo que está sucediendo, como se observa en la simulación. En esta última están incluidos los efectos de las dos puntas conectadas para medir la impedancia de entrada: una antes de una resistencia de $8.9k\Omega$ (medida con multímetro), y otra entre esta resistencia y el circuito, considerando a la impedancia de entrada como el cociente de la tensión de entrada al circuito y la corriente por esta resistencia.

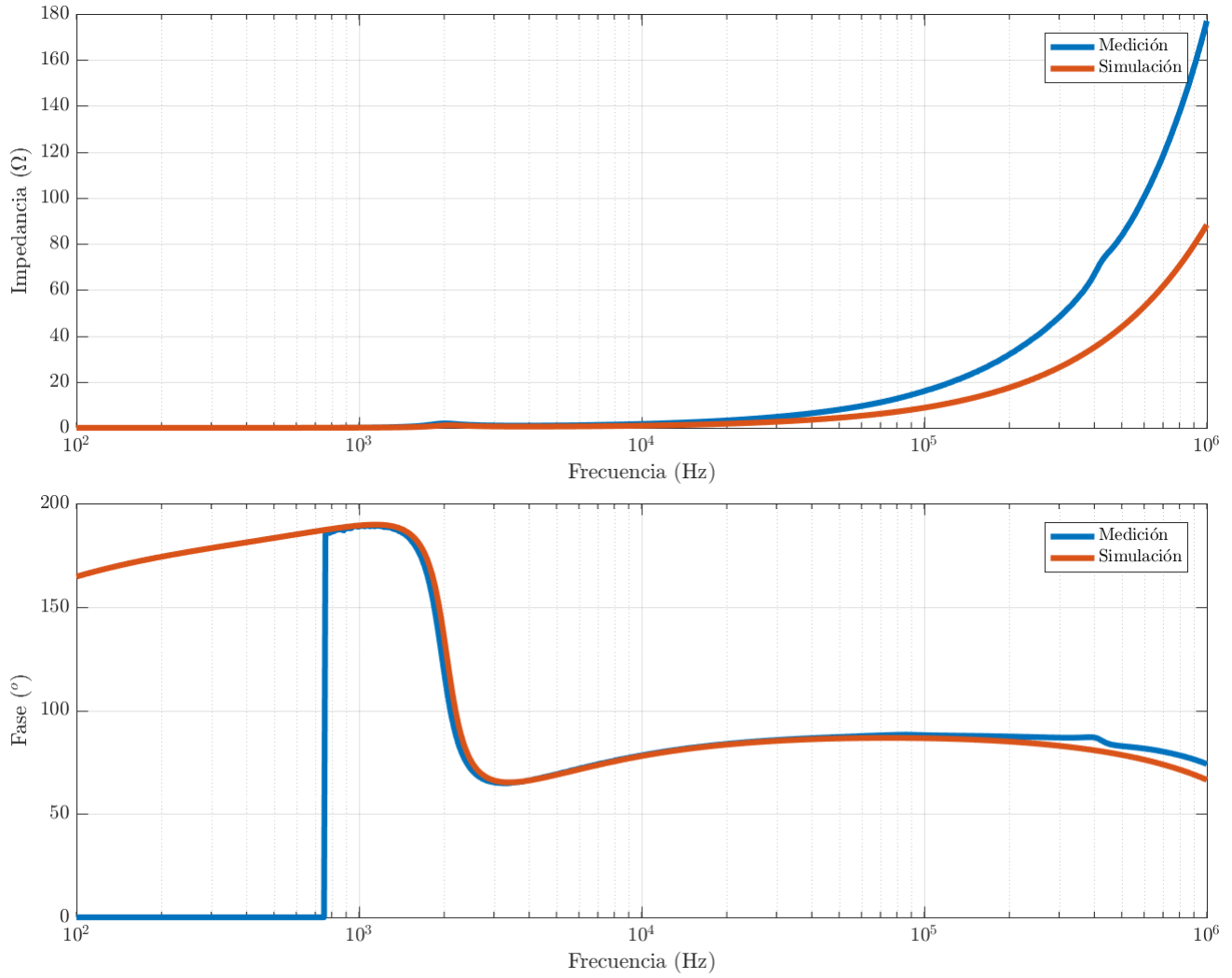


Figura 1.11: Diagrama de bode de la impedancia de salida

1.4.4 Impedancia de salida

La impedancia de salida de este circuito es la salida del uno de los *op amps* del TL082, y como tal idealmente es nula. Sin embargo, simulando en *LtSpice* se puede observar que si bien la misma es de unos pocos miliohms para frecuencias bajas, a partir de los $10kHz$ comienza a crecer, llegando a aproximadamente 90Ω en $1MHz$. En este caso las mediciones se realizaron con un analizador de impedancias para no tener problemas con las puntas del osciloscopio.

Incluso utilizando el analizador de impedancias, la magnitud de la impedancia de salida era tan pequeña que el instrumento no lograba medir su fase. Sólo a partir de aproximadamente $750Hz$, cuando se superó el medio ohm, se comenzaron a obtener datos sobre la misma.

Como se puede observar en la figura (1.11), en el rango de valores donde la fase pudo medirse, la misma coincide con la de la simulación, y muestra un salto de aproximadamente 120° alrededor de la frecuencia de resonancia. Por

otro lado, la magnitud coincide en forma, mas no así en valor: se midió consistentemente casi el doble de lo que predice la simulación. Esto puede deberse a discrepancias entre el modelo utilizado por *Spice*, y el operacional concreto utilizado. Si bien cada modelo tiene características genéricas similares, algunos parámetros pueden poseer una gran dispersión, como es por ejemplo el caso de A_0 .

Siendo que observamos un salto en la fase alrededor de la frecuencia de corte, sería razonable que esto se vea reflejado en la magnitud de la impedancia. Si bien no es apreciable en la escala de la figura (1.11), al hacer *zoom* alrededor de f_0 efectivamente se aprecia un pico en la impedancia, similar al que se veía a la entrada. Esto pone de manifiesto el comportamiento no ideal del operacional, puesto que al no ser su impedancia de salida verdaderamente 0, la del circuito ya no es sólo la del operacional sino ésta en paralelo con la salida del resto del circuito.

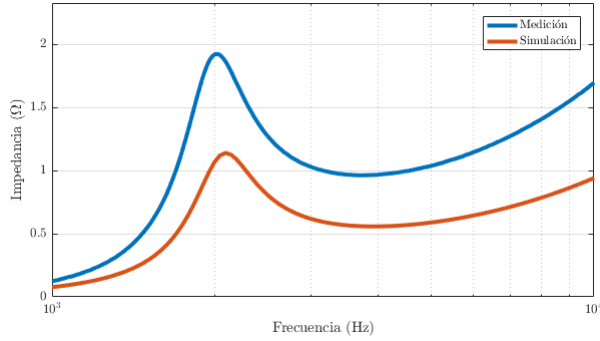


Figura 1.12: Detalle de la impedancia de salida alrededor de f_0

1.4.5 Limitaciones

Limitación por tensión

Como ya se ha discutido, si bien este circuito puede modelarse como un RLC, no se utiliza una bobina sino una combinación de resistencias, capacitores y operacionales. Por lo tanto, su comportamiento será el deseado siempre y cuando estos últimos estén trabajando en su zona lineal, para lo cual es fundamental evitar que lleguen a saturación.

Debido a que los operacionales se alimentaron con $V_{CC}^{\pm} = \pm 15V$, sería prudente dejar al menos $3V$ de margen, es decir no permitir que la salida deba superar los $24V_{pp}$.

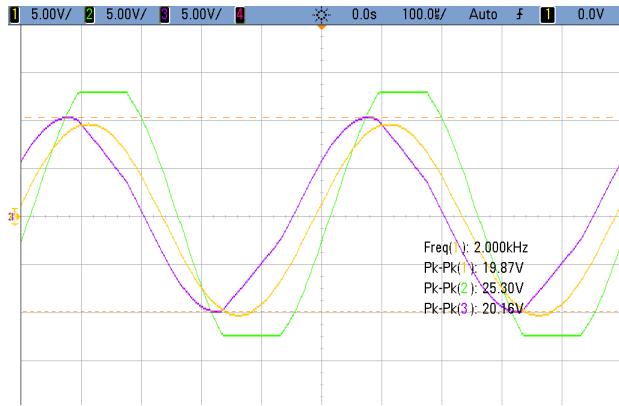


Figura 1.13: Salida del circuito con el *op amp* saturado

Se observa aquí que la máxima tensión pico a pico que puede haber a la salida es $25.3V_{pp}$, por lo cual mantenerlo en $24V_{pp}$ sería recomendable.

Debe tenerse en cuenta, además, que la salida de los dos operacionales describen dos comportamientos distintos, por lo cual que uno no sature no implica que el otro no lo haga. En la figura (1.13) se aprecia que con que uno sólo de los operacionales sature (en V_{out} , la señal verde) lleva a que el otro (V_1 , señal violeta) tampoco exhiba el comportamiento deseado. Recordando los resultados obtenidos en (1.12)

y (1.5), así como la expresión de L_{GIC} en función de los componentes en (1.4) podemos obtener la transferencia al otro operacional como:

$$\frac{V_1}{V_{in}}(s) = -\frac{R_1/R_6}{L_{GIC}C_6 \cdot s^2 + \frac{L_{GIC}}{R_6} \cdot s + 1} \quad (1.15)$$

Esto corresponde a un filtro pasabajos de segundo orden, cuya frecuencia de corte es la misma que la de resonancia del circuito. Por lo tanto, para frecuencias bajas se deberá tener en cuenta la saturación de este *op amp* en lugar de la salida del circuito, puesto que la ganancia se estabilizará en $R_1/R_6 = 1/4 \sim -12dB$ en lugar de decrecer $20dB$ por década. Sin embargo, esto no pudo observarse con los $20V_{pp}$ máximos que entregan los generadores del laboratorio de la Universidad.

No es recomendable aumentar los valores elegidos de V_{CC} , puesto que la hoja de datos del operacional establece que el límite absoluto para este valor es de $\pm 18V$.

Por otro lado, incluso cuando la saturación no es un problema, debe tenerse en cuenta que los componentes utilizados tienen limitaciones de potencia. Por ejemplo, ambas resistencias utilizadas para formar R_6 permiten disipar $1/8W$. La mayor proporción de corriente irá a $R_{6a} = 12k\Omega$, que puede disipar como máximo $i_{a,rms} = \sqrt{\frac{1/8}{12000\Omega}} \sim 3.23mA$. Esto implica que la corriente de entrada debe mantenerse por debajo de $i_{rms} = \left(\frac{33k\Omega + 12k\Omega}{33k\Omega}\right) \cdot i_{a,rms} \sim 4.4mA$. Siendo que la impedancia de entrada del circuito es la misma que R_6 para casi todas las frecuencias, para estos valores la tensión debe ser mucho menor a $38V_{rms}$. La impedancia de entrada aumenta alrededor de la frecuencia de resonancia, pero en ese caso el circuito se ve limitado por la saturación de los operacionales, con lo cual tampoco es posible utilizar el circuito en esas condiciones.

Limitación por frecuencia

Como ya se mencionó, el ancho de banda del operacional utilizado es de $4MHz$. Sin embargo, en las mediciones de respuesta en frecuencia se pone de manifiesto que el polo del operacional afecta el comportamiento del filtro mucho antes, como se observa en los gráficos de la figura (1.6). Por lo tanto, sólo puede asegurarse que el filtro siga el comportamiento calculado hasta los $100kHz$.

Limitación por corriente

En hoja de datos del TL082 podemos observar que para una resistencia de carga de 100Ω , la tensión máxima de salida del operacional es $4V_{pp}$, lo cual implica una corriente máxima *rms* de aproximadamente mA . Para valores más elevados de carga, sin embargo, esta limitación se hace más estricta en $\frac{28V}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{10k\Omega} \sim 1mA$. Por lo tanto, al cargar este filtro debe tenerse en cuenta que la corriente a la salida del operacional no puede superar estos valores.

1.5 Conclusiones

Se logró implementar un filtro pasabandas con las prestaciones especificadas, que presentó el comportamiento esperado hasta $100kHz$. La frecuencia de resonancia del mismo es $f_0 = 1.94kHz$, la cual difiere de la frecuencia pedida de $13,000rad/s$ por un 6%. Gráficamente se observa también que el factor de calidad es el pedido.

Asimismo, se logró comprobar que el modelo utilizado para la simulación predice satisfactoriamente el comportamiento de la impedancia de entrada, de salida y del escalón. Sólo se observaron discrepancias significativas para el caso de la impedancia de salida, la cual depende intrínsecamente de parámetros del operacional que poseen una gran dispersión.

Todo esto fue posible gracias a la simplificación del GIC como una bobina cuya inductancia está definida por las impedancias presentes en este subcircuito. Sin embargo, de haber usado un RLC real no se habría tenido problemas con la saturación y ancho de banda de los operacionales. Pero esto habría sido a costa de tener que agregar una bobina al circuito, lo cual en general es un elemento de gran tamaño, con una elevada resistencia serie, o en su defecto más caro que el resto de los elementos utilizados. En cambio, con capacitores, resistencias y operacionales logramos simular el comportamiento de una bobina de alrededor de $170mH$, que es un valor considerablemente grande.

1.6 Anexo

1.6.1 Respuesta en frecuencia

$f(kHz)$	$V_{in_{pp}}(V)$	$V_{out_{pp}}(V)$	$\angle H(^{\circ})$	$ H (dB)$
0.01	19.8	0.051	89	-51.9
0.02	19.8	0.101	90	-45.8
0.05	19.8	0.252	89	-37.9
0.1	19.8	0.500	89	-32.0
0.2	19.8	1.01	88	-25.8
0.5	19.8	2.66	86	-17.4
1.0	19.8	6.68	80	-9.4
1.5	10.8	8.95	65	-1.6
1.8	10.8	17.5	34	4.2
1.94	10.2	19.5	5	5.6
1.96	10.2	19.5	0	5.6
2.00	10.9	20.7	-8	5.6
2.1	10.9	18.5	-27	4.6
2.2	10.8	15.7	-41	3.2
2.5	10.8	9.79	-62	-0.9
3.0	10.8	5.96	-74	-5.2
5.0	19.8	4.56	-84	-12.8
10	19.8	2.00	-87	-19.9
20	19.8	0.983	-88	-26.1
50	19.8	0.392	-89	-34.1
100	19.8	0.199	-91	-40.0
200	19.8	0.101	-93	-45.8
500	19.7	0.046	-101	-52.6
1000	19.6	0.034	-124	-55.2

1.6.2 Impedancia de entrada

Mediciones realizadas sobre una resistencia de $r = 9.89k\Omega$.

$f(kHz)$	$V_{r_{pp}}(V)$	$V_{in_{pp}}(V)$	$\angle Z(^{\circ})$	$ Z (\Omega)$
0.10	10.3	9.37	1	8997
0.20	10.3	9.37	1	8997
0.50	10.3	9.38	4	9007
1.00	10.2	9.48	9	9192
1.50	7.10	7.10	24	9890
1.80	5.88	9.47	51	15928
1.90	3.30	12.1	62	36263
1.93	1.91	12.8	57	66279
1.94	1.41	13.0	48	91184
1.95	1.04	13.0	27	123625
1.96	0.899	13.0	-8	143014
1.97	1.12	13.0	-33	114795
2.0	2.30	12.8	-63	55040
2.5	7.15	7.15	-28	9890
3.0	7.31	6.74	-17	9119
5.0	7.36	6.56	-8	8815
10	7.39	6.54	-6	8752
20	7.40	6.54	-8	8741
50	7.60	6.47	-17	8420
100	8.22	6.24	-31	7508
200	9.69	5.46	-49	5573
500	12.3	3.38	-68	2718
1000	13.2	1.92	-73	1439